

【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1～第N（Nは2以上の整数）の素子アンテナが直線に沿って配列されてなる第1～第M（Mは2以上の整数）のアンテナアレイが互いに平行に配列されて構成されたアレイアンテナにおいて該アンテナを構成するN×M個の各素子アンテナについて重み付けを行って所定のアンテナビームを形成するウェイト制御装置であって、第j（jは1～Mのうちのいずれかの数）のアンテナアレイを構成する素子アンテナについて前記アレイアンテナが本来受信すべき受信信号の受信電力が最大となるような最大ウェイトデータを算出する第1の算出手段と、前記第1～第Mのアンテナアレイの全てについて該アンテナアレイを構成する第i（iは1～Nのうちのいずれかの数）の素子アンテナについて前記受信電力が最大となるような最大ウェイトデータを算出する第2の算出手段と、これら第1及び第2の算出手段により算出したウェイトデータで前記M×N個の素子アンテナの各々に重み付けをしてアンテナビームを形成する重み付け手段とを含むことを特徴とするウェイト制御装置。

【請求項2】 前記第1及び第2の算出手段は、前記アレイアンテナが本来受信すべきでない不要信号の受信電力に対する本来受信すべき受信信号の受信電力の比が最大となるようなウェイトデータを前記最大ウェイトデータとすることを特徴とする請求項1記載のウェイト制御装置。

【請求項3】 前記重み付け手段は、前記N×M個の各素子アンテナについて重み付けを行うためのステアリングベクトルを発生する発生手段と、この発生したステアリングベクトルに応じて前記第1及び第2の算出手段により算出したウェイトデータで前記M×N個の素子アンテナの各々に重み付けをすることを特徴とする請求項1又は2記載のウェイト制御装置。

【請求項4】 前記第1～第Mのアンテナアレイは、夫々の前記第iの素子アンテナが二次曲線に沿って配列されていることを特徴とする請求項1～3のいずれかに記載のウェイト制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はウェイト制御装置に関し、特に複数の素子アンテナが直線に沿って配列されてなる複数のアンテナアレイが互いに平行に配列されて構成されたアレイアンテナにおいてそのアンテナを構成する各素子アンテナについて重み付けを行って所定のアンテナビームを形成するウェイト制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 一般に航空機等を検出するための一次レーダでは、クラッタと呼ばれる山岳・海面・雨雲等からの反射や他のレーダ等からの干渉信号あるいは人為的な妨害信号（ジャミングと呼ぶ）を抑圧するための技術が

適用され、これら目標検出に不要な信号の抑圧を図っている。不要信号の抑圧はレーダ装置の特定の部分だけで行うわけではなくアンテナ、送信装置、受信装置及び信号処理装置に個別の技術が適用されている。すなわち、主なものとしてはアンテナ装置では低サイドローブアンテナ・最適ビーム形成、送信装置では高安定送信管又は固体化送信機、受信装置ではパルス圧縮技術、信号処理装置では周知のMTI（Moving Target Indicator）・パルスドップラ処理・サイドローブキャンセラ（SLC）等がある。これらの技術についてはMerril I. Skolnik, "RADAR HANDBOOK, 2nd Edition"に詳しい。

【0003】一般に、周知の反射鏡型のアンテナでは反射鏡の形状や周波数により形成されるアンテナパターン特性が決まるが、フェイズドアレイアンテナでは複数の素子アンテナの位相又は位相及び振幅を制御することにより所望のパターン特性を持つアンテナビームを形成することができる。そのために、フェイズドアレイアンテナは、使用する環境に応じてより高い目標検出性能を得るためのレーダシステムの実現に有用な技術となっている。特に、素子アンテナ一つ一つについて送受信モジュールを有するアクティブ・フェイズドアレイアンテナでは、送信時の位相及び受信時の位相と振幅とを任意にコントロールできる。このため、同アンテナは電子的なアンテナビーム走査や自由度の高いアンテナパターン形成ができる点で有用であり、近年広く採用されてきている。同アンテナを用いれば特定方向からの不要信号の抑圧が可能であり、その原理は次のようなものである。

【0004】まず、フェイズドアレイアンテナにおける受信信号は、

$$Y = \sum (W_i \times X_i) \dots (1)$$

である。ここで、式（1）においてYは合成された受信信号（複素数）、 W_i はi番目の素子に対するウェイト係数（複素数）、 X_i はi番目の素子の受信信号（複素数）である。

【0005】この式（1）の W_i として適当なものを選択することにより、所定のアンテナパターン特性が形成されることは周知のようである。したがって、式（1）において到来方位でのYが0に近くなるような（すなわち、ナル特性を有するような） W_i を与え、かつ式

（1）の処理をリアルタイムに行えれば、空間的なフィルタリングにより不要信号をレーダ受信信号の最も上流で抑圧することができる。このような不要信号の抑圧に最適なウェイト係数は、対象としている不要信号に対する各素子アンテナ受信信号の共分散マトリクス、メインビームの方位と基本となるアンテナパターンを決めるステアリングベクトルとから式（2）により求められる。

【0006】このことは例えば、Applebaum, S. P. "Adaptive Arrays", IEE

E Trans. Antennas and Propagation, Vol 24, No. 5 pp585, September 1976. に記載されている。すなわち、

$$W = \mu \Phi^{-1} S \cdots (2)$$

である。ここで、式(2)において、Wは最適ウェイトベクトル、 Φ^{-1} は共分散マトリクスの逆マトリクス、Sはステアリングベクトル、 μ は定数である。

【0007】ステアリングベクトルSはある特定の方向*

$$E(XM, XN) = \int \phi \{ \theta \} \alpha MN \exp(j 2\pi \beta MN) d\theta d\phi \cdots (3)$$

である。ここで、式(3)において、 $E(XM, XN)$ はM番目のアンテナ素子の受信信号とN番目のアンテナ素子の受信信号との間の相互相関関数、 αMN はM番目の素子とN番目の素子との空中線利得積、 βMN はM番目の素子とN番目の素子との受信信号間の位相差である。

【0010】実際のレーダ装置においては、不要信号を受信した時に不要信号の到来方位、強度を検出した後、式(2)及び式(3)の演算をリアルタイムで行い最適ウェイトベクトルを各アンテナ素子に適用すれば、目標の検出と不要信号の抑圧とを最も効果的に行うことのできるアンテナパターンを形成することができる。

【0011】ここで、ステアリングベクトルについて説明する。

【0012】ステアリングベクトルは、複数のアンテナ素子からなるアレイアンテナにおいて、所定の方向に所定のアンテナパターン（ここでは特に受信パターンを問題とする）を形成するために各アンテナ素子の受信信号に対して乗じられる重み係数（ウェイト）をベクトル表記したものである。更に図7を参照して説明する。

【0013】図7はアレイアンテナの原理を示す図である。図において、各素子の受信信号（振幅と位相とを有する複素数）を x_1, x_2, \dots, x_{N-1} とし、これを各※

$$w_1 = 1$$

$$w_2 = \exp \{ -j \cdot (2\pi d \sin \theta / \lambda) \}$$

$$w_3 = \exp \{ -j \cdot 2 \cdot (2\pi d \sin \theta / \lambda) \}$$

$$\vdots$$

$$w_{N-1} = \exp \{ -j \cdot (N-1) \cdot (2\pi d \sin \theta / \lambda) \}$$

とする必要がある。なお、dは各素子アンテナ間の距離である。したがって、逆にこのウェイトを与えれば、方位角 θ 方向に指向性をもつ受信ビームを形成することができる。実際のレーダシステム等では、受信ビームをある方位範囲に走査するが、そのためには複数種類の方位角 θ について上式の $w_1 \sim w_{N-1}$ が必要となる。これら $w_1 \sim w_{N-1}$ がステアリングベクトルである。

【0014】次に、共分散マトリクスについて説明する。共分散マトリクスとは、複数の時系列信号 $x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)$ が存在する場合、それらの自己相関関数及び相互相関関数を要素とす★50

*にアンテナビームを指向させるためのウェイト係数であり、これを複数種類用意して切換えることにより全搜索空間を走査することができる。

【0008】また、共分散マトリクス Φ は各素子の受信信号間の相互相関関係を要素とするマトリクスであり、不要信号の空間分布に依存するものである。マトリクスの各要素は、下記のように示される。

【0009】

※々対応する検波器7-1、7-2、 \dots 、7-(N-1)で検出する。移相器8-1、8-2、 \dots 、8-(N-1)に入力される各受信信号に対する重み係数を w_1, w_2, \dots, w_{N-1} とすると、これらの合成器9による合成出力yは、

$$y = x_1 w_1 + x_2 w_2 + \dots + x_{N-1} w_{N-1}$$

となる。なお、x、y及びwは全てベクトルである。これをマトリクス表記すると、

【数1】

$$Y = [X_1, X_2, \dots, X_{N-1}]$$

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_{N-1} \end{bmatrix}$$

となる。今、図7において、矢印Yのように方位角 θ 方向の到来波に対して最大受信信号を得るためには、

【数2】

40★なるマトリクスをいう。すなわち、

【数3】

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \cdots & \Phi_{1N} \\ \vdots & \Phi_{22} & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ \Phi_{N1} & \cdots & \cdots & \Phi_{NN} \end{bmatrix}$$

において、 Φ が共分散マトリクスである。そして、例えば Φ_{11} が $x_1(t)$ の自己相関関数であり、 Φ_{12} が $x_2(t)$ の相互相関関数である。

5

【0015】ここでは、素子アンテナ1つ1つの受信信号が $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ 、…、 $x_N(t)$ に相当する時系列信号である。いま、外部から不要信号が到来する場合、各素子間での相互相関関数は、不要信号の到来方位と共に変化する。したがって、この場合、共分散マトリクスは、どのような不要信号がどの方向から到来してきているかの情報を有していることになる。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来技術では、共分散マトリクス及びその逆マトリクスをリアルタイムに演算するため、アンテナ素子が二次画面上に配列されたフェイズドアレイアンテナ（以下、二次元フェイズドアレイアンテナと呼ぶ）のように多素子のアンテナの場合には演算量が膨大になり、実際のレーダへの適用が困難であるという欠点がある。

【0017】以下にN素子の一次元アレイアンテナとN*

①共分散マトリクス演算： $N(N+1)k/2 \cdots (4)$

②上記①の逆マトリクス演算： $(N^3/2) + N^2 \cdots (5)$

③2つのマトリクスの積： $N \cdots (6)$

であり、合計の回数は、

$$N^3/2 + (k/2+1)N^2 + (k/2+1)N \cdots (7)$$

となる。なお、式(4)、(7)におけるkは、式(3)の数値積分における積分の刻みである。

【0020】次に、上記と同様にして $N \times N$ 素子からなる2次元アレイアンテナの場合の演算量を考えてみる。この時、ステアリングベクトルはN行N列のマトリクス※

①共分散マトリクス演算： $N^2(N^2+1)k/2 \cdots (8)$

②上記①の逆マトリクス演算： $(N^6/2) + N^4 \cdots (9)$

③2つのマトリクスの積： $N^2 \cdots (10)$

であり、合計の回数は

$$N^6/2 + (k/2+1)N^4 + (k/2+1)N^2 \cdots (11)$$

となる。なお、式(8)、(11)におけるkは、式(3)の数値積分における積分のきざみである。

【0021】ここで、式(7)と式(11)とを比較すると、Nが大きい場合には両者の比はおおよそ N^3 となる。すなわち、一次元アレイアンテナにおける最適ウェイト算出方法をそのまま二次元のアレイアンテナに適用すると、素子数の増大に伴い演算に多くの時間を要することがわかる。

【0022】以上のように多素子のアンテナの場合には、演算量が膨大になり、レーダへの適用が困難であるという欠点がある。

【0023】なお、特開昭60-204102号公報は、複数のアンテナ素子の一部を制御しないようにするに過ぎず、上記の欠点を解決することはできない。

【0024】本発明は上述した従来技術の欠点を解決するためになされたものであり、その目的は二次元フェイズドアレイアンテナにおける最適ビーム形成をより容易にするために演算量を減少することのできるウェイト制御装置を提供することである。

6

* N 素子の二次元曲面アンテナとを例として、両者の演算量を比較する。

【0018】今、N素子の一次元フェイズドアレイアンテナを想定するとステアリングベクトルSはN行1列のマトリクスとなり、共分散マトリクスはN行N列のマトリクスとなる。また、共分散マトリクスの逆マトリクスも同じくN行N列のマトリクスとなる。

【0019】次に、式(2)の演算量を考える。上記と同じくN素子の一次元フェイズドアレイアンテナを想定すると式(2)では次の演算が必要となる。すなわち、

①N行N列の共分散マトリクス演算

②上記①の逆マトリクス演算

③共分散マトリクスとステアリングベクトルとの積

④上記③と定数(μ)との積

である。そして、上記演算における複素乗算回数は次のようになる。すなわち、

※となり、共分散マトリクスは N^2 行 N^2 列のマトリクスとなる。また、共分散マトリクスの逆マトリクスも N^2 行 N^2 列のマトリクスとなる。これを上記の式(4)、(5)、(6)に適用すると、複素乗算回数は次のようになる。すなわち、

★【0025】

【課題を解決するための手段】本発明によるウェイト制御装置は、第1～第N(Nは2以上の整数)の素子アンテナが直線に沿って配列されてなる第1～第M(Mは2以上の整数)のアンテナアレイが互いに平行に配列されて構成されたアレイアンテナにおいて該アンテナを構成する $N \times M$ 個の各素子アンテナについて重み付けを行って所定のアンテナビームを形成するウェイト制御装置であって、第j(jは1～Mのうちのいずれかの数)のアンテナアレイを構成する素子アンテナについて前記アレイアンテナが本来受信すべき受信信号の受信電力が最大となるような最大ウェイトデータを算出する第1の算出手段と、前記第1～第Mのアンテナアレイの全てについて該アンテナアレイを構成する第i(iは1～Nのうちのいずれかの数)の素子アンテナについて前記受信電力が最大となるような最大ウェイトデータを算出する第2の算出手段と、これら第1及び第2の算出手段により算出したウェイトデータで前記 $M \times N$ 個の素子アンテナの各々に重み付けをしてアンテナビームを形成する重み付

け手段とを含むことを特徴とする。

【0026】

【発明の実施の形態】本発明の作用は以下の通りである。

【0027】ウェイト制御装置では、二次曲面上に配列された素子アンテナ一つ一つについて最適ウェイトを算出する代りに、二次曲面を構成する直線部分の辺の夫々について一次元アレイとしての最適ウェイトを算出し、それらの積として全ての素子アンテナによるアンテナの最適ウェイトを算出する。このため、従来の手法に比べ演算量を大きく減少させることができる。その結果、素子数の多い二次元曲面アレイアンテナにおいても上記式(2)のウェイト算出に基づく最適ビーム形成ができる。

【0028】次に、本発明の実施例について図面を参照して説明する。

【0029】図1は本発明によるウェイト制御装置の一実施例の構成を示すブロック図である。同図には特に受信ビーム形成機能に限定した構成が示されている。図において、本発明の一実施例によるウェイト制御装置は、複数の素子アンテナ301-1、301-2...からなる素子アンテナ群316と、このアンテナ群316による受信信号から不要信号の方位等の情報を抽出する不要信号情報抽出部304と、ステアリングベクトルが予め蓄積されているステアリングベクトル蓄積部306と、この蓄積されているステアリングベクトルと不要信号情報抽出部304において抽出した不要信号情報とに応じて最適ウェイトを算出して出力する最適ウェイト算出部305と、この出力された最適ウェイトでアンテナ群316による受信信号に対して重み付けを行う移相器301-1、301-2...と、この重み付け後の信号を合成するビーム合成器303とを含んで構成されている。

【0030】かかる構成において、複数の素子アンテナ301-1等からなる素子アンテナ群316で受信された受信エコー310は、夫々の素子アンテナ301-1...に対応する移相器302-1...に入力され、最適ウェイト係数に応じて利得調整及び位相回転が行われる。その後各移相器の出力314はビーム合成器303で合成され、受信ビーム出力315として出力される。

【0031】各移相器302に与えられる最適ウェイト313係数は、ステアリングベクトル蓄積部306からのステアリングベクトル312及び不要信号抽出部304からの不要信号情報311とから上記の式(2)により最適ウェイト算出部305で算出される。ステアリングベクトル蓄積部306は本アンテナを適用するシステムにおいて要求されるビーム走査を可能とするウェイト係数の組み合わせを全て蓄積したメモリであり、ウェイト係数の値はアンテナ形状及び受信ビームの方向に応じて予め計算される。

【0032】不要信号情報抽出部304では上記の式

(3)の計算を行うための「不要信号到来方向」、「不要信号強度」及び「不要信号到来角度範囲」を抽出し、これらを不要信号情報311として最適ウェイト算出部305に出力する。これらの情報を抽出するため、抽出部304の内部では素子アンテナ出力の一部を用いて不要信号情報311の抽出用のビーム形成及びビーム走査を行い、その後各受信ビーム毎の平均受信レベルと予め定められたスレッショールド値とからこれらの情報を抽出する。この不要信号抽出方法については特許第1649610号に詳しい。

【0033】ここで、不要信号情報抽出部304の内部構成について説明する。図2は不要信号情報抽出部304の内部構成の一例を示すブロック図であり、図1と同等部分は同一符号により示されている。

【0034】図2において、不要信号情報抽出部304は、各素子アンテナからの受信エコー310を夫々入力とし、ステアリングベクトル312に応じて重み付けを行うための移相器21と、この移相器21の出力を合成する合成器22と、この合成された出力から受信エコーの平均強度を算出する平均振幅算出器23と、この算出された平均強度から不要信号の中心方位及び仰角を算出する中心方位・仰角算出器24と、この算出結果に応じて上述した不要信号情報311を送出する不要信号範囲算出器25とを含んで構成されている。

【0035】かかる構成において、ステアリングベクトル312によってアンテナビームの形成を行い、このアンテナビームを各方向について3次元的に走査する。そして、平均振幅算出器23においてレーダの繰返し周期毎に各方位の受信エコーの平均強度を算出する。そして、各ビームの平均強度の大小関係から不要信号の到来方位(中心方位・仰角)を算出器24で算出する。更に、到来方位を中心とし、各受信ビームの平均強度が予め定めたスレッショールド値を越える範囲を不要信号範囲算出器25で求める。この求めた不要信号の方位範囲及び仰角範囲は不要信号情報311の一部として送出される。

【0036】この図2の構成では、各素子アンテナに夫々対応して移相器21を設け、ステアリングベクトルを用いているので、アンテナビームをあらゆる方位に走査し、不要信号の到来方位を厳密に算出することができる。

【0037】かかる図2の構成に対し大略な到来方位を求めるための不要信号情報抽出部304の構成が図3に示されている。図3は不要信号情報抽出部304の内部構成の他の例を示すブロック図であり、図1、図2と同等部分は同一符号により示されている。

【0038】図2の場合においては、各素子アンテナの受信信号とステアリングベクトルとを用いてビーム形成を行っているが、本例では不要信号情報抽出用の専用アンテナを設け、これを用いている。すなわち、電子走査

のフェイズドアレイアンテナ又は機械回転式の反射型アンテナによる方位検出用のアンテナ31及び仰角検出用アンテナ32とを設け、これらの受信出力を夫々平均振幅算出器33、34に入力せしめるのである。この抽出部304においても各アンテナ31、32による受信信号の平均振幅を夫々算出し、中心方位及び中心仰角を算出器35、36で夫々算出するのである。そして、この算出結果は不要信号範囲算出器25に入力され、不要信号情報311が送出されるのである。

【0039】この図3の構成によれば、ステアリングベクトルを用いていないので、移相器を必要としない簡単な構成で大略な到来方位を算出できるのである。

【0040】次に、図4を参照して図1におけるアンテナ群316によるアレイアンテナの形状等について説明する。図4(a)は、図1におけるアンテナ群316によるアレイアンテナの形状を示す斜視図である。同図には一辺が直線でもう一辺が曲線であるような二次元曲面アレイアンテナの外形が示されており、曲面の形状は放物線等の二次曲線である。各素子アンテナは図示されているように曲線部分201に沿ってM個、直線部分202に沿ってN個の合計N×M個が基盤の目上に配列されている。同図において直線部分に沿って配列された素子のうちの任意のものを示す添え字としてiをまた曲線部分に沿って配列された素子アンテナのうちの任意のものを示す添え字としてjを更にiとjとで決まる曲面上の素子アンテナ203を示す添え字としてijを用いている。

【0041】一方、同図(b)には数式表現のための座標系が示されている。同図(a)に示されている形状のアンテナ213の直線部分に平行な方向をy軸211、曲面の中心を通り曲面に垂直な方向をz軸212、そしてこの両軸に垂直な方向をx軸210としている。

【0042】ここで、矢印214の方向をステアリングベクトルで決まる受信ビームのビームノーズ方向とし、*

*また矢印215の方向を不要信号の到来方向とする。そして、この座標系においてx-z平面を方位角(AZ)平面、y-z平面を仰角(EL)平面と呼ぶものとする。同図において、 θ_1 、 ϕ_1 はビームノーズ方位及び仰角であり、 θ_2 、 ϕ_2 は不要信号方位及び仰角を表している。そして、この算出結果は不要信号範囲算出器25に入力され、不要信号情報311が送出されるのである。

【0043】この図3の構成によれば、ステアリングベクトルを用いていないので、移相器を必要としない簡単な構成で大略な到来方位を算出できるのである。

【0044】次に、図1中の最適ウェイト算出部305の内部構成について図4を参照して説明する。同図において、図1と同等部分は同一符号により示されている。

【0045】図示されている最適ウェイト算出部305は、不要信号情報311に対して先述した式(3)に基づいて共分散マトリクス Φ_{AZ} を算出する Φ_{AZ} 算出部41と、この算出した共分散マトリクス Φ_{AZ} の逆行列を算出する Φ_{AZ}^{-1} 算出部43と、この算出した Φ_{AZ}^{-1} 及びステアリングベクトル312のSAZとを基に W_i を算出する W_i 算出部45とを含んで構成されている。

【0046】また、最適ウェイト算出部305は、不要信号情報311に対して先述した式(3)に基づいて共分散マトリクス Φ_{EL} を算出する Φ_{EL} 算出部42と、この算出した共分散マトリクス Φ_{EL} の逆行列を算出する Φ_{EL}^{-1} 算出部44と、この算出した Φ_{EL}^{-1} 及びステアリングベクトル312のSELとを基に W_j を算出する W_j 算出部46と、算出した W_i と W_j とを乗じる $W_i \times W_j$ 算出部47とを含んで構成されている。

【0047】先述した式(3)は二次元の演算であり、ここでは共分散マトリクス Φ_{AZ} について下式のような一次元の演算を行う。すなわち、 $E_{AZ}(x1, x1)$ を $E_{AZ}(1, 1)$ と略記すると、

【数4】

$$\Phi_{AZ} = \begin{bmatrix} E_{AZ}(1, 1) & \cdots & E_{AZ}(1, M) \\ E_{AZ}(2, 1) & & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ E_{AZ}(M, 1) & \cdots & E_{AZ}(M, M) \end{bmatrix} \quad \text{--- (12)}$$

となる。ここで、

※ ※【数5】

$$E_{AZ}(i, j) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \alpha_{ij} \cdot \exp(j2\pi\beta_{ij}) d\theta \quad \text{--- (13)}$$

であり、 θ_1 及び θ_2 は不要信号の方位範囲、 α_{ij} 及び β_{ij} は先述の式(3)と同様である。

【0048】また、共分散マトリクス Φ_{EL} は、上記の式(12)及び式(13)において Φ_{AZ} を Φ_{EL} に、 E_{AZ} を E_{EL} に、方位範囲 θ_1 、 θ_2 を仰角範囲 ϕ_1 、 ϕ_2 に、★50

★夫々置換えた式となる。そして、

【数6】

$$E_{EL}(i, j) = \int_{\phi_1}^{\phi_2} a_{ij} \cdot \exp(j 2 \pi \beta_{ij}) d\phi$$

である。これらを算出する最適ウェイト算出部305は、具体的には高速積和演算器、高速DSP (Digital Signal Processor) によって構成する。

【0049】図6は本実施例による制御装置の動作をフローチャートで示したものである。本フローチャートでは、パラメータ設定101、AZ面パラメータ抽出102、AZ面ステアリングベクトル算出103、AZ面不要信号情報抽出104、AZ面共分散マトリクス算出105、AZ面共分散マトリクスの逆マトリクス算出106、AZ面最適ウェイトデータ算出107、EL面パラメータ抽出108、EL面ステアリングベクトル算出109、EL面不要信号情報抽出110、EL面共分散マトリクス算出111、EL面共分散マトリクスの逆マトリクス算出112、EL面最適ウェイトデータ算出113、ステアリングベクトルデータ蓄積114及び二次元曲面アンテナ用最適ウェイト算出115の各ブロックからなる。

【0050】ここで、101、102、103、108、109及び114の各ブロックではレーダ運用に先立ち各パラメータやベクトルがオフラインで計算され、AZ面及びEL面での二次元ビーム走査を可能とするステアリングベクトルデータがブロック114に蓄積される。ブロック114の機能は図1におけるステアリングベクトル蓄積部306の機能に対応する。残りの各ブロックの処理はリアルタイムで行われる。その結果、不要信号を抑圧し目標検出を最適に行うことのできる二次元アンテナビームパターンをリアルタイムに形成することができるのである。

【0051】パラメータ設定ブロック101で設定されるパラメータは①アンテナ形状 (AZ面及びEL面)、②AZ面 (曲線部分) のアンテナ素子数と配列、及びEL面 (直線部分) のアンテナ素子数と配列、③素子アンテナパターン特性 (AZ面及びEL面)、④共分散マトリクスの要素である相互相関関数算出における数値積分の刻み、並びに⑤対象とするシステムの周波数、である。上記⑤を除く各パラメータは図4 (b) の座標系に従って表される。

【0052】AZ面パラメータ抽出ブロック102はブロック101で設定された上記①から④のパラメータのうちのAZ平面成分を抜き出したものである。AZ面ステアリングベクトル算出ブロック103は不要信号がない環境においてAZ面で所定のビーム幅、サイドローブ特性、ビームノーズ方向を与えるウェイト係数を算出するものである。そして電子的なビーム走査のため複数の異なったビーム方向を与える複数のウェイト係数の組み

12

合わせが算出されステアリングベクトルデータ蓄積ブロック114に蓄積される。

【0053】AZ面不要信号情報抽出ブロック104は図1中の不要信号情報抽出部304から不要信号に関する情報を受領するステップであり、受領する情報は不要信号の到来方位、強度、AZ方向の広がりである。

【0054】AZ面共分散マトリクス算出ブロック105では、ブロック102からの素子アンテナパターン特性及び配列情報122と104からのAZ面不要信号情報126とから式(3)の相互相関関数を求める演算を行い共分散マトリクス Φ_{AZ} を算出する。逆マトリクス算出ブロック106ではブロック105で算出した共分散マトリクスの逆マトリクスを算出する。そして、AZ面最適ウェイトデータ算出ブロック107において、ブロック114からのステアリングベクトル132と逆マトリクス134とから式(2)に基づきAZ面における最適ウェイト係数データ136を算出する。

【0055】EL面パラメータ抽出ブロック108からEL面最適ウェイトデータ算出ブロック113までのフローはAZ面での処理と同じ処理をEL面について行うものである。その結果、EL面最適ウェイトデータ算出ブロック113において、ブロック114からのステアリングベクトル133と逆マトリクス135とから式(2)に基づきEL面における最適ウェイト係数データ137を算出する。

【0056】最後に、二次元曲面アンテナ用最適ウェイト算出ブロック115においてデータ136とデータ137とのベクトル乗算が行われ電子ビーム走査の夫々のステップにおいて三次元的に最適なビームパターンを形成するためのウェイト係数が出力される。

【0057】以上の説明より明らかな通り、ウェイト制御装置では、二次曲面上に配列された素子アンテナ一つ一つについて最適ウェイトを算出する代りに、二次曲面を構成する直線部分及び曲線部分の辺についての一次元アレイとしての最適ウェイトを算出し、それらの積として全ての素子アンテナによるアンテナについての最適ウェイトを算出するため、従来の技術に比べて演算量を大きく減少させることができるのである。

【0058】その結果、素子数の多い二次元曲面アレイアンテナを有するレーダシステムにおいても式(2)のウェイト算出に基づく最適ビーム形成をリアルタイムに行うことが、より小規模なハードウェア及びソフトウェア (又はファームウェア) で可能となるのである。

【0059】要するに本ウェイト制御装置では、図4 (a) に示されているように、第1～第Nの素子アンテナが直線部分202に沿って配列されてなる第1～第Mのアンテナアレイが互いに平行に配列されて構成されたアレイアンテナにおいて、そのアンテナを構成するN×M個の各素子アンテナについて重み付けを行って所定のアンテナビームを形成する場合、第j (jは1～Mのう

13

ちのいずれかの数)のアンテナアレイを構成する素子アンテナについて受信電力が最大となるような最適ウェイトデータを算出し、第1～第Mのアンテナアレイの全てについてそのアンテナアレイを構成する第i (iは1～Nのうちのいずれかの数)の素子アンテナについて受信電力が最大となるような最適ウェイトデータを算出しているのである。そして、これら算出したウェイトデータでM×N個の素子アンテナの各々に重み付けをしてアンテナビームを形成しているのである。

【0060】すなわち、配列された素子アンテナ一つ一つについて最適ウェイトを算出するのではなく、1つの行の素子アンテナ及び1つの列の素子アンテナについて夫々次元アレイアンテナとしての最適ウェイトデータを算出した上で、それらの積によって全ての素子アンテナによるアンテナ213についての最適ウェイトデータを算出しているのである。これにより、演算量を大きく減少させることができ、素子数の多い二次元フェイズドアレイアンテナについての最適ビーム形成をリアルタイムに行うことができるのである。

【0061】本実施例では、上記の第1～第Mのアンテナアレイが二次曲線に沿って平行に配列されているが、これに限らず直線に沿って平行に配列されている場合でも本発明が適用できることは明らかである。

【0062】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、配列された素子アンテナ一つ一つについて最適ウェイトを算出するのではなく、1つの行の素子アンテナ及び1つの列の素子アンテナについて夫々次元アレイアンテナとして

14

の最適ウェイトデータを算出した上で、それらの積によって全ての素子アンテナによるアンテナについての最適ウェイトデータを算出することにより、演算量を大きく減少させることができ、素子数の多い二次元フェイズドアレイアンテナについての最適ビーム形成をリアルタイムに行うことができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例によるウェイト制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図1中の不要信号情報抽出部の内部構成の一例を示すブロック図である。

【図3】図1中の不要信号情報抽出部の内部構成の他の例を示すブロック図である。

【図4】図(a)は二次元曲面アレイアンテナの形状を示す図、図(b)は図(a)の座標系を示す図である。

【図5】図1中の最適ウェイト算出部の内部構成例を示すブロック図である。

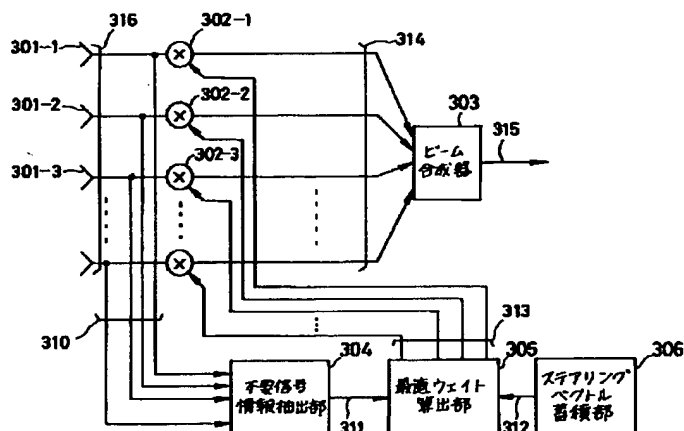
【図6】図1のウェイト制御装置の動作を示すフローチャートである。

【図7】従来のウェイト制御装置の構成を示すブロック図である。

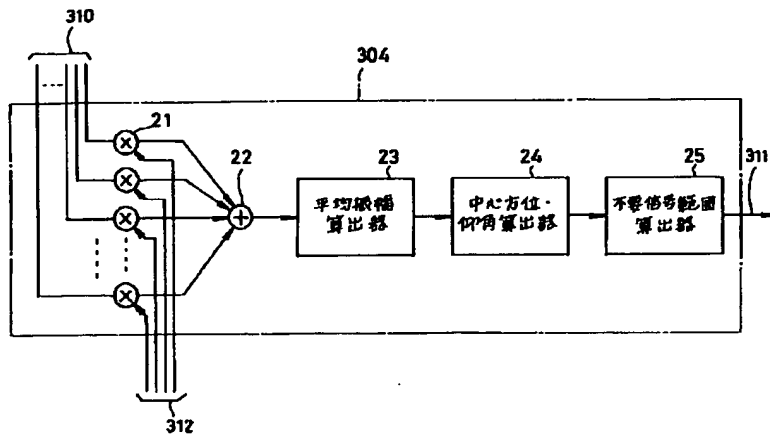
【符号の説明】

- 301 素子アンテナ
- 302 移相器
- 303 ビーム合成器
- 304 不要信号情報抽出部
- 305 最適ウェイト算出部
- 306 ステアリングベクトル蓄積部

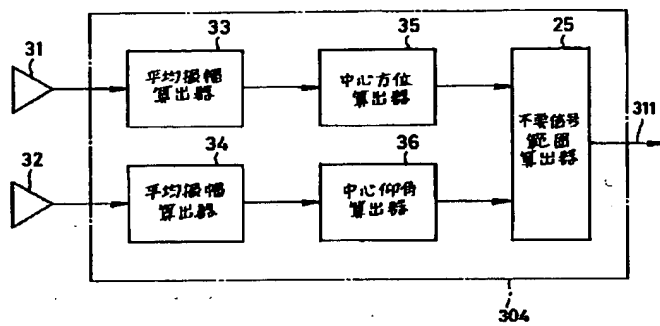
【図1】



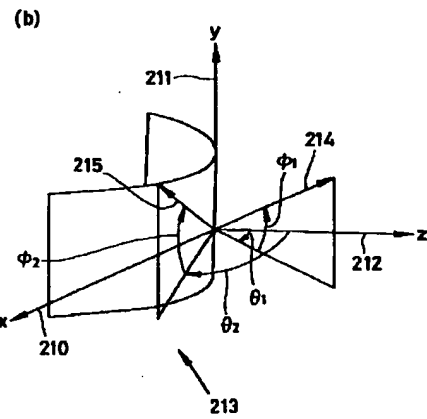
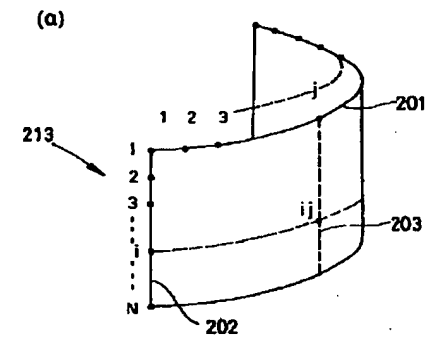
【図2】



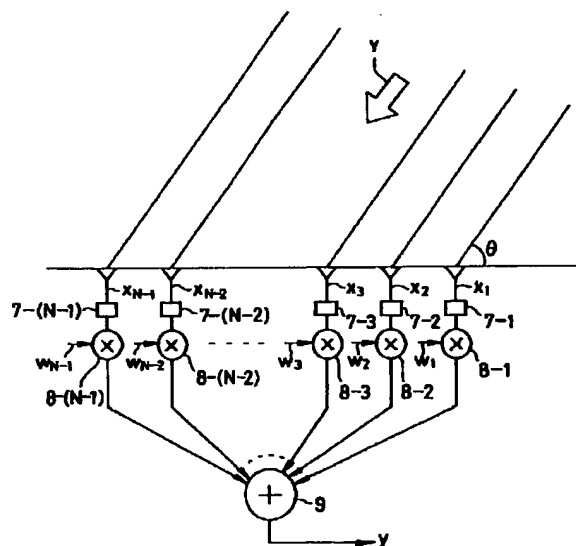
【図3】



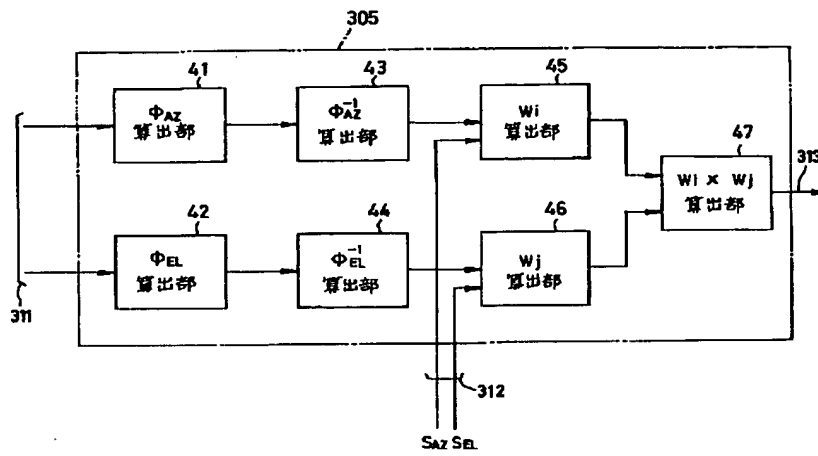
【図4】



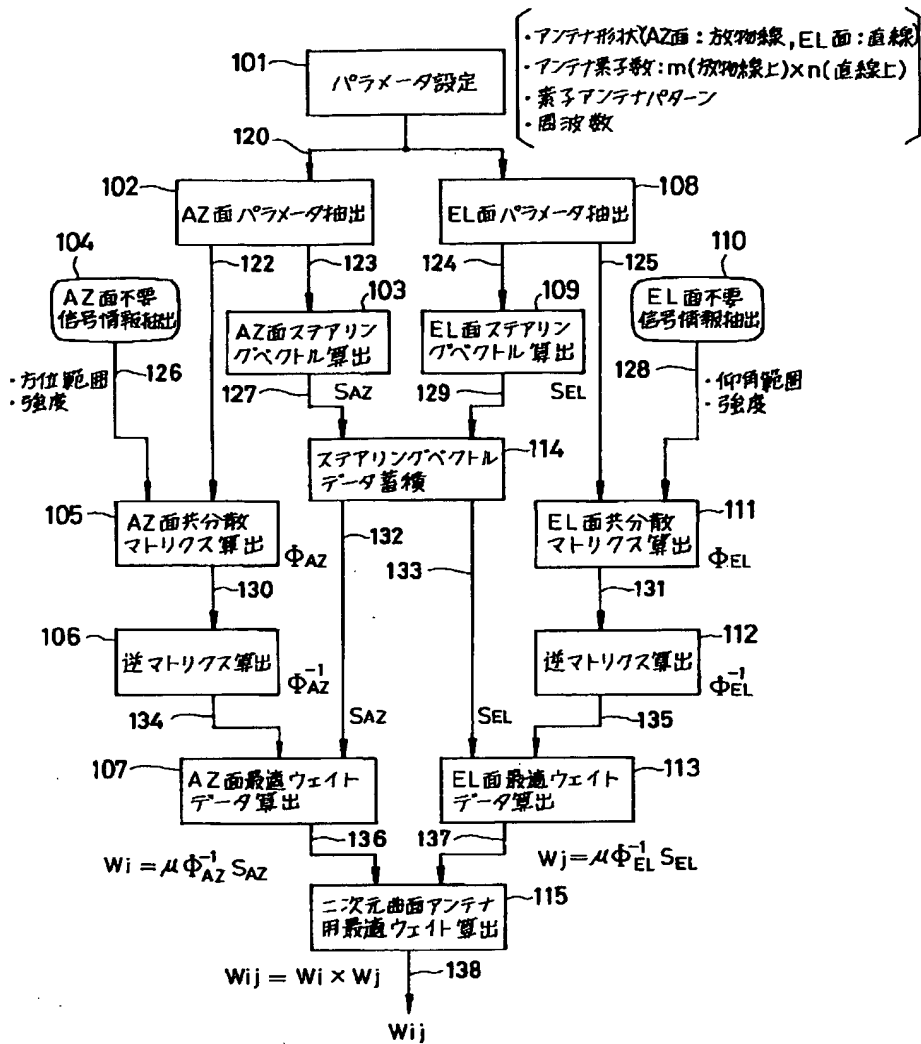
【図7】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(51)Int. Cl.⁶

H01Q 21/20

識別記号

庁内整理番号

FI

H01Q 21/20

技術表示箇所